Die Funktechnik

HERAUSGEBER: ING. H. ZIMMERMANN, ENTWICKLUNGSLABOR FÜR HF- UND NF-TECHNIK
HAMBURG 1, STIFSTRASSE 15 — H. H. NÖLKE VERLAG, HAMBURG 20, HEGESTRASSE 40

Mit Genehmigung der Militärregierung

Dezember 1946

Sonderdruck Nr. 2005

Verbesserungen an Rundfunkgeräten in Theorie und Praxis

In Fortsetzung der in Sonderdruck Nr. 2004 gebrachten Themen werden im Sonderdruck Nr. 2005 folgende Ausführungen gebracht:

1. Zusätzliche Anbringung einer Lautstärkeregelung.
2. Richtige Bemessung der Kathodenkondensatoren.
3. Netzgleichrichter.

Lautstärkeregelung

Es gibt zwei grundlegende Wege für eine Lautstärkeregelung. Erstens kann man mittels eines Spannungsteilers nur einen Teil der von der Antenne aufgenommenen Energie zur weiteren Verstärkung bringen. Dieses kann im Hochfrequenz- oder im Niederfrequenzteil des Empfängers geschehen. Die zweite Möglichkeit besteht darin, die Verstärkung innerhalb einer oder mehrerer Röhren zu ändern. Dazu benötigt man sogenannte Regelröhren. Sie besitzen

Abb. 1

eine Kennlinie, die über einen weiteren Bereich gekrümmt ist, als dies bei einer gewöhnlichen Röhre der Fall ist. Verschiebt man auf einer solchen Kennlinie mittels Änderung der Gittervorspannung den Arbeitspunkt, so fällt er bei abnehmender negativer Gittervorspannung (nach rechts, siehe *Abb. 1*) in ein Gebiet größerer, umgekehrt in ein solches kleinerer

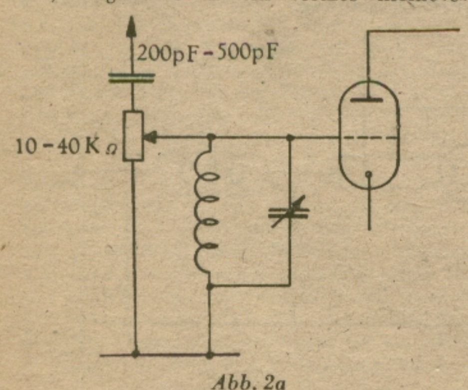


Abb. 2a

Steilheit. Das bedeutet, daß die Verstärkung im ersten Fall zu-, im zweiten Fall abnimmt. Da der Teil der Kennlinie, auf dem man arbeitet, hinreichend geradlinig sein muß, kann man jeweils nur ein kurzes Kennlinienstück benutzen. Daher ist dies Verfahren nur bei kleinen Gitterwechselspannungen zulässig, vor allem also im HF-Teil des Empfängers.

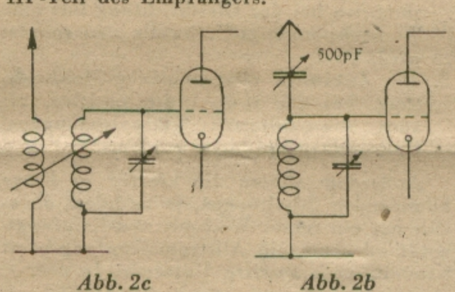


Abb. 2c *Abb. 2b*

Einige praktische Ausführungen werden im folgenden kurz beschrieben. Es handelt sich zunächst darum, die Abschwächung der Spannung gleich hinter der Antenne, also hochfrequenzmäßig vorzunehmen. Die *Abbildungen 2a—2c* zeigen drei Beispiele. Bei 2a wird ein Teil der Spannung an einem Potentiometer abgegriffen, 2b sieht einen veränderlichen Kondensator vor, während

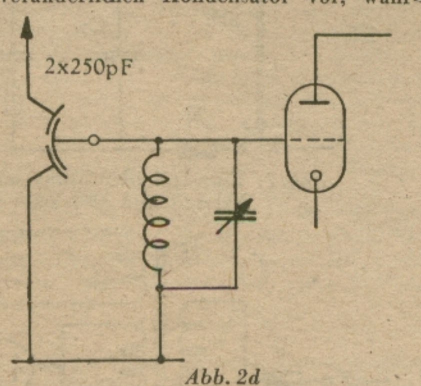


Abb. 2d

im dritten Falle Antennen- und Gitterkreis induktiv miteinander gekoppelt sind. Hier wird der Kopplungsgrad und damit die Lautstärke durch Änderung des Abstandes beider Spulen vergrößert oder verkleinert. Ein bekanntes Beispiel ist der DKE-Spulensatz. Sämtliche Ausführungen haben den Nachteil, beim Regeln der Lautstärke gleichzeitig die Senderabstimmung etwas zu verändern. Diese Schaltungen lassen sich also vor allem dort nicht anwenden, wo ein Gleichlauf mit nachfolgenden Kreisen erzielt werden muß. Bei Einkreisern greift man jedoch gern darauf zurück. Auch der Bastler wird sich ihrer bedienen, wenn die vorhandenen Einzelteile auf diese Ausführung hinweisen. Übliche Werte sind in den Abbildungen angegeben. Eine Schaltung, die den angegebenen Mangel vermeidet, benutzt einen Differentialkondensator (*Abb. 2d*). Hier bleibt die Größe der angekoppelten Antennenkreiskapazität in jeder Stellung des Rotors gleich. Die Lautstärke läßt sich also regeln, ohne daß die Abstimmung geändert wird.

Wohl die häufigste Ausführungsform einer Lautstärkeregelung bedient sich eines Potentiometers im Niederfrequenzteil des Empfängers. Die *Abb. 3* zeigt das Grundsätzliche dieser Schaltung am Beispiel eines Widerstandsverstärkers. Sie vermeidet erstens den Nachteil der Änderung der Senderabstimmung beim Regeln. Zweitens wird

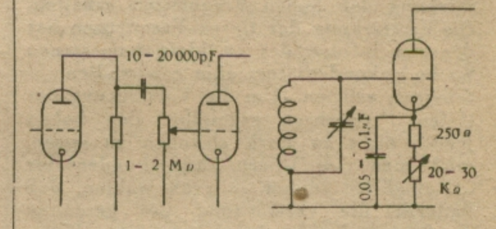


Abb. 3 *Abb. 4*

beim Leiserstellen derjenige Teil der Störung geschwächt, die in die vor dem Potentiometer liegenden Strombahnen eingedrungen ist. Die Größe des Potentiometerwiderstandes richtet sich nach den übrigen Konstruktionselementen, beträgt also im allgemeinen 1—2 MΩ und muß bei Endröhren entsprechend dem zulässigen Wert des Gitterableitwiderstandes geringer gewählt werden. Hier sei auch darauf hingewiesen, daß diese Ausführung die einzige Möglichkeit einer Lautstärkeregelung beim Anschluß eines Tonabnehmers bildet. Vergleiche den Abschnitt über zusätzlichen Tonarmanschluß.

Man sieht, daß man bei einer Regelröhre die Lautstärke durch Verschieben des Arbeitspunktes ändern kann. Es ist also nur nötig, die Gittervorspannung verschieden hoch zu wählen. Sie wird bei modernen Schaltungen häufig als sogenannte automatische Vorspannung mittels eines Kathodenwiderstandes erzeugt. Dieser wird in unserem Falle durch ein Potentiometer ersetzt. Sein Widerstandswert muß so groß gewählt werden, daß man die Lautstärke

genügend weit herunterregeln kann. 20 bis 30 k Ω sind üblich. Geht das Gerät in nicht sehr fachmännische Hände über, so ist es zweckmäßig, einen kleinen Festwiderstand vor das Potentiometer zu legen. Dieser verhindert, daß die Gittervorspannung jemals zu Null wird. Die Schaltskizze, *Abb. 4*, sieht diesen Fall vor.

Größere Kathoden-Kondensatoren

Durch eine geeignete Überbrückung des Kathodenwiderstandes R_K mit einem Überbrückungskondensator C_K erreicht man eine wesentliche Verbreiterung des in den Lautsprecher gelangenden oder auf die nächste NF-Stufe übertragenen Tonfrequenzbandes.

Bei nicht vorhandenem Kathodenkondensator ($C_K = 0$) ergibt sich die in *Abb. 6* dargestellte Abhängigkeit der Verstärkung von den verschiedenen Frequenzen (Kurve 1).

Bei Einschaltung eines Überbrückungskondensators C_K stellt dieser für die hohen Frequenzen einen vernachlässigbar kleinen Widerstand dar. Für tiefe Frequenzen dagegen steigt der Wechselstromwiderstand von

$$\frac{1}{2\pi f_1 \cdot C} \text{ auf } \frac{1}{2\pi f_2 \cdot C}$$

(f_1 = hohe, f_2 = tiefe Frequenz),

d. h. daß tiefe Frequenzen infolge der größeren Impedanz des Überbrückungskondensators C_K schwächer übertragen werden als die hohen.

Ist der Überbrückungskondensator so klein bemessen, daß dessen Wechselstromwiderstand gegenüber dem Kathodenwiderstand R_K vernachlässigt werden kann, so tritt eine Stromgegenkopplung ein. Infolge der Stromgegenkopplung ergibt sich eine Änderung der Röhrendaten, auf dessen Ableitung hier wegen ihrer Kompliziertheit verzichtet wird. Für diesen Fall erhalten wir eine Verringerung der Steilheit, also auch der Verstärkung. — Aus der Kurve 2 ist der bei Einschaltung eines Kathodenkondensators erhaltene Frequenzgang der Verstärkung ersichtlich. Gegenüber Kurve 1 (ohne C_K) hat man jetzt eine größere Verstärkung der hohen Frequenzen erhalten. Die Verstärkung der tiefen Frequenzen hat dagegen infolge des zu klein bemessenen Kathodenkondensators eine gewisse Benachteiligung erlitten. Um die Verstärkung der tiefen Frequenzen gegenüber den hohen jedoch nicht zu stark absinken zu lassen, muß man den Überbrückungskondensator C_K möglichst immer so groß wählen, daß dadurch die Verstärkung des gesamten Tonfrequenzbandes in gleichmäßiger Weise ansteigt.

Unter der Voraussetzung der Verwendung einer modernen Endpenthode erreicht man bei einem Überbrückungskondensator bestimmter Größe eine merkbare Erhöhung der Verstärkung in einem gewissen Frequenzbereich. Die nachfolgende tabellarische Zusammenstellung gibt darüber Aufschluß:

C_K	Frequenzbereich mit größerer Verstärkung
0 pF	ohne
1 000 pF	nicht merkbar
5 000 pF	3.10^5 — 5.10^5
10 000 pF	8.10^4 — 6.10^5
50 000 pF	7.10^4 — 8.10^5
0,1 μF	6.10^4 — 10^6
1,0 μF	3.10^4 — 10^6
5,0 μF	5.10^3 — 10^6
10,0 μF	10^3 — 10^6
50,0 μF	10^2 — 10^6

Hieraus ist ersichtlich, daß man durch die Verwendung von Kathodenkondensatoren überhaupt, sowie deren entsprechende Dimensionierung eine Bevorzugung ganz bestimmter Frequenzbereiche erreichen kann. Durch eine entsprechend große Bemessung von C_K erreicht man schließlich einen Verstärkungsanstieg des gesamten Tonfrequenzbandes (siehe Tabelle, bei 50 μF größere Verstärkung ab 100 Hz). Normal verwendet man Kathodenkondensatoren in der Größenordnung von 10—50 μF.

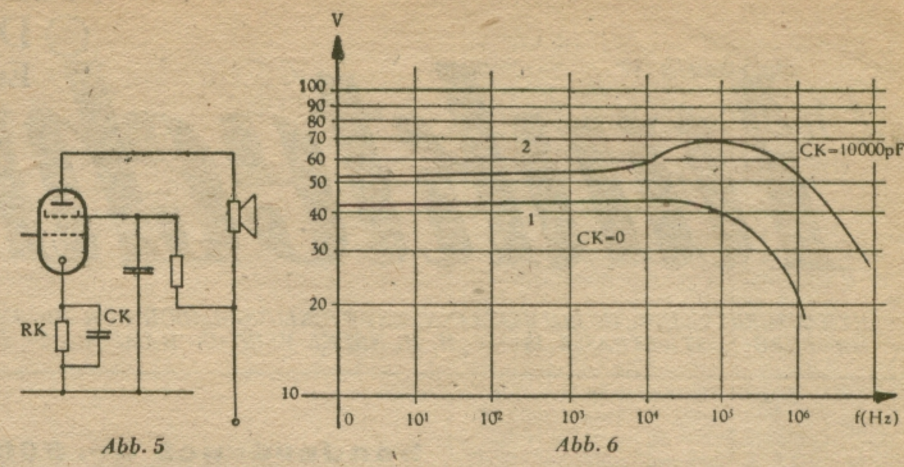


Abb. 5 *Abb. 6*

Netz-Gleichrichter

Bei Betrieb eines Rundfunkempfangsgerätes an einem Wechselstromnetz ist zur Versorgung der Röhren und der Lautsprechererregung mit Gleichspannung ein besonderer Netzgleichrichter zu betreiben. Die Gleichrichtung hierbei erfolgt in einer besonderen Netzgleichrichterröhre oder in einem Trockengleichrichter. Je nach Anwendung der Schaltung unterscheidet man:

1. Die Einweg- oder Halbweg-Gleichrichtung, wo bei der Gleichrichtung nur eine Wechselspannungs-Halbwelle ausgenutzt wird, und
2. die Zweiweg- oder Vollweg-Gleichrichtung, bei der sowohl die positive, als auch die negative Wechselspannungs-Halbwelle ausgenutzt werden.

Außerdem weisen die hierfür in Frage kommenden Schaltungen, je nachdem ob es sich um ein reines Wechselstrom-Empfangsgerät oder um ein Allstrom-Empfangsgerät handelt, noch gewisse Unterschiede auf.

Gegenüber den Netzgleichrichterröhren haben die Trockengleichrichter einige erwähnenswerte Vorteile aufzuweisen.

Es sind dies:

1. Der Wegfall der sonst für Röhren forderlichen Heizung, wodurch sich ein kleinerer Leistungsverbrauch für das Gerät ergibt.
2. Die geringere Stoßempfindlichkeit.
3. Die praktisch unbegrenzte Lebensdauer.

Als Nachteil der Trockengleichrichter muß allerdings die größere Empfindlichkeit gegen Überspannungen und Feuchtigkeit erwähnt werden.

Betrachten wir nun zunächst die in Frage kommenden Schaltungen von Netzgleichrichtern:

Einweg-Gleichrichtung

Zu *Abb. 7:* Als Wechselspannungsquelle dient hier direkt das Wechselstromnetz, welches über den Netzschalter Sch an das Gerät angeschaltet wird. Mit den Siche-

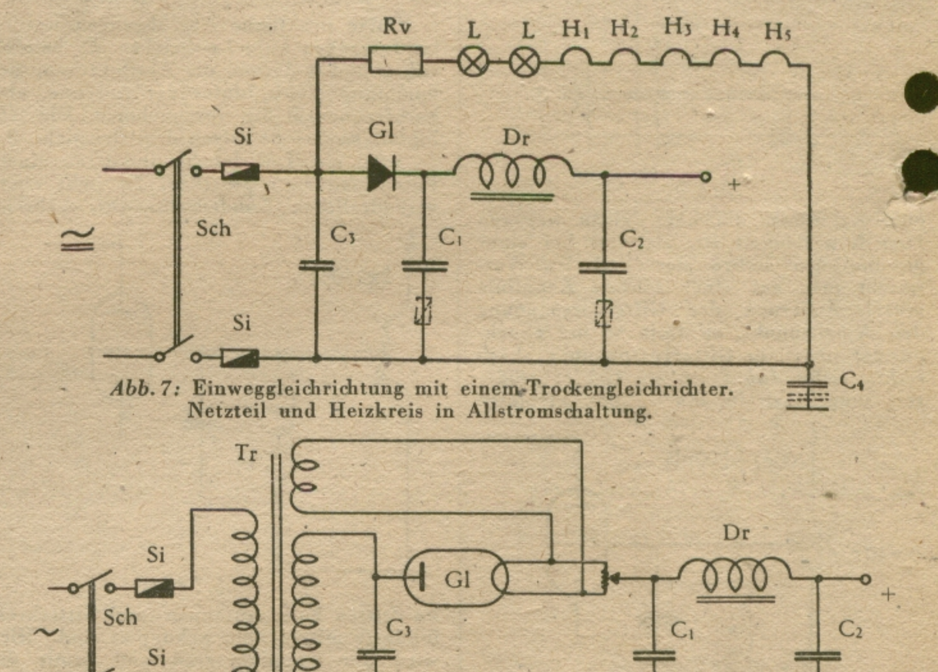


Abb. 7: Einweggleichrichtung mit einem Trockengleichrichter. Netzteil und Heizkreis in Allstromschaltung.

Abb. 8: Einweggleichrichtung mit einer Gleichrichterröhre. Wechselstromschaltung.

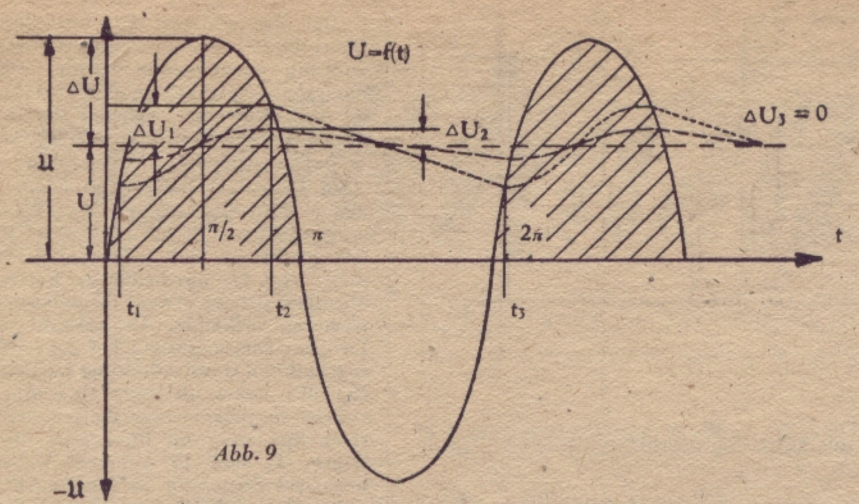


Abb. 9

rungen Si ist das Gerät gegen zu hohe Ströme aus dem Netz abgesichert. Der HF-Siebungskondensator C_3 hat die Aufgabe, die der Netzwechselspannung überlagerte HF gegen Minus abzuleiten. Er muß so bemessen sein, daß dessen Widerstand für die HF praktisch einen Kurzschluß darstellt, während er für die NF (50 Hz) einen sehr hohen Widerstand darstellen muß. Der Gleichrichter besitzt je nach der Flußrichtung des Stromes einen verschieden großen Widerstand, d. h. der durchfließende Wechselstrom kann in einer Richtung fast ungeschwächt durchfließen, während der Gleichrichter in der anderen Richtung einen so hohen Widerstand besitzt, daß praktisch je nach Polung die negative oder positive Wechselspannungshalbwelle abgesperrt wird.

Nach Gleichrichtung, d. h. Abschneidung der negativen Wechselspannungshalbwelle erhalten wir die in *Abb. 9* als $U = f(t)$ eingezeichnete schraffierte Form der Gleichspannung. Diese jetzt erhaltene „pulsierende Gleichspannung" ist mit der maximalen Welligkeit von

$$\omega = \frac{\Delta U}{U}$$

behaftet.

Unter Welligkeit versteht man das Verhältnis der Spannungsschwankung ΔU zum Mittelwert der Gleichspannung U.

Die für das Rundfunkempfangsgerät geforderte Gleichspannungsform soll aber gleichförmig sein, die Welligkeit muß also

$$\frac{\Delta U}{U} \text{ ca.} = 0$$

sein.

Dieses erreicht man durch die Einschaltung eines sogenannten Siebgliedes. Für den vorliegenden Fall eines Netzgleichrichters kommt eine Drosselkette, bestehend aus dem Ladekondensator C_1, der Netzdrossel Dr und dem Siebungskondensator C_2, zur Anwendung.

Bei Einschaltung des Ladekondensators C_1 (siehe *Abb. 7* und *8*) wird dieser sich, wie aus *Abb. 9* ersichtlich, in der Zeit von $t_1 - t_2$ auf die Spannung von $U + \Delta U_1$ aufladen. Im Zeitpunkt t_2 fällt die dem Ladekondensator C_1 zugeführte pulsierende Gleichspannung unter den Wert $U + \Delta U_1$ ab. Der Ladekondensator entlädt sich also darauf in der Zeit von $t_2 - t_3$ auf die Spannung $U - \Delta U_1$, um sich dann von t_3 an wieder wie vorher von t_1 an auf die Spannung $U + \Delta U_1$ aufzuladen. Die Größe von ΔU_1 hängt dabei natürlich einerseits von der Kapazität des Ladekondensators C_1 und andererseits von der Zeitkonstante τ der Entladung ab, d. h. von der Größe des Entladewiderstandes, also dem äußeren Belastungswiderstand des Netzgleichrichters.

Die Welligkeit $\frac{\Delta U}{U} = 0$ würde erreicht, wenn entweder die Kapazität C_1 des Ladekondensators oder der äußere Belastungswiderstand R_b unendlich groß gemacht würde. Da praktisch keiner der beiden Fälle ausgeführt werden kann, erhält man bei einer Kapazität von $C_1 = 6 - 12\,\mu F$ und einem äußeren Belastungswiderstand von $R_b = 3 - 6000\,\Omega$ ungefähr den in *Abb. 9* punktiert eingezeichneten Gleichspannungsverlauf. Durch die Einschaltung des Ladekondensators erhält man also eine Verminderung der Welligkeit von

$$\omega = \frac{\Delta U}{U} \quad \text{auf} \quad \omega = \frac{\Delta U_1}{U}$$

wobei die letztere aber noch nicht auf einen genügend kleinen Wert herabgesunken ist, daß er der Forderung $\omega = 0$ entspräche.

Um die Spannungsschwankung ΔU_1 noch weiter zu verringern, gestaltet man die Entladezeitkonstante

$$\tau = C \cdot R_b, \quad \begin{cases} \text{worin } C = \text{Querkapazität des Entladestromkreises,} \\ R_b = \text{äußerer Belastungswiderstand,} \end{cases}$$

noch kleiner, indem man den Ladekondensator C_1 über eine Induktivität (Netzdrossel Dr) entlädt. Man schaltet also in den Entladestromkreis von C_1 die Netzdrossel Dr ein (siehe *Abb. 7* und *8*). Da hierbei praktisch die Induktivität der Drosselspule nicht unendlich groß ausgeführt werden kann, erreicht man bei einer Induktivität von ca. 10 Henry den in *Abb. 9* gestrichelt eingezeichneten Gleichspannungsverlauf mit der Welligkeit

$$\omega = \frac{\Delta U_2}{U}$$

Die weitere Herabsetzung der Welligkeit erfordert die Einschaltung des Siebungskondensators C_2, der in ca. gleicher Größe wie C_1 ausgeführt wird. Da hierbei im Vergleich zur pulsierenden Gleichspannung bei C_1 schon ein wesentlich gleichförmigerer Spannungsverlauf vorhanden ist, sind die beim Entladevorgang auftretenden Spannungsdifferenzen sehr viel kleiner, so daß bei praktischer Ausführung von $C_2 = 8 - 16\,\mu F$ eine so kleine Welligkeit erreicht wird, daß mit einem gleichförmigen Spannungsverlauf gerechnet werden kann. Man erhält dabei eine Welligkeit von

$$\omega = \frac{\Delta U_3}{U} \text{ ca.} = 0$$

womit die Forderung nach einem annähernd gleichförmigen Spannungsverlauf erfüllt ist.

Bei der Netzgleichrichterschaltung für Allstromgeräte (siehe *Abb. 7*) sei der Erdungskondensator C_4 noch besonders erwähnt. In der vorliegenden Schaltung hat er erstens die Aufgabe, die vom Netz mit hereinkommende HF zur Erde abzuleiten und zweitens das Spannung führende Chassis oder die gemeinsame Minusleitung elektrisch gegen Erde abzuriegeln. Praktische Ausführung: 10000 pF (hierzu vergleiche auch Schlußbetrachtung).

Der HF-Siebungskondensator C_3 liegt hier parallel zur Anodenspannungswicklung des Netztrafos, d. h. an der vollen Gleichrichteranodenspannung, die meist über der Netzwechselspannung liegt. Bei Ermüdung und schließlichem Spannungsdurchschlag von C_3 wäre die Anodenspannungswicklung des Netztrafos kurzgeschlossen, so daß diese dann sofort durchbrennen und damit der Netztrafo ausfallen würde. Um diese Gefahr abzuwenden, kann man bei jedem Gerät folgende Verbesserung oder besser gesagt Sicherungsmaßnahme durchführen: Zum Schutze der Anodenspannungswicklung des Netztrafos ist in die Minus- bzw. Erdleitung des HF-Siebungskondensators C_3 eine möglichst klein bemessene Sicherung einzuschalten, welche bei einem evtl. Spannungsdurchschlag von C_3 sofort durchbrennt und damit den Ausfall des Netztrafos verhindert.

In der vorliegenden Netzgleichrichterschaltung für ein Wechselstromempfangsgerät erübrigt sich der Erdungskondensator, die gemeinsame Anoden-Minusleitung wird direkt geerdet, da in Wechselstromnetzen der Nulleiter geerdet ist.

Betrachten wir jetzt die in *Abb. 8* aufgezeichnete Einweg-Netzgleichrichterschaltung für ein Wechselstromgerät. Die Versorgung der Netzgleichrichterröhre mit Wechselspannung erfolgt hierbei aus der Anodenspannungswicklung des Netztrafos Tr. (Über die Berechnung von Netztransformatoren nach einem einfachen Verfahren gibt Sonderdruck Nr. 3 „Die Funktechnik" die nötigen Hinweise.)

Zweiweg- oder Vollweg-Gleichrichtung

Gegenüber der Einweg-Gleichrichtung werden bei der Zweiweg-Gleichrichtung sowohl die positive als auch die negative Wechselspannungshalbwelle bei der Gleichrichtung ausgenutzt. Aus den *Abb. 10, 11* und *12* sind die hierfür in Frage kommenden Schaltungen ersichtlich:

Betrachten wir zunächst *Abb. 10*. Zur Zweiweg-Gleichrichtung wird hier eine Zweiweg-Gleichrichterröhre verwandt, z. B. AZ 1, AZ 11, CY 2. Als Stromquelle dient auch hier die Anodenspannungswicklung des Netztrafos. Durch die herausgeführte Mittelanzapfung der Anodenspannungswicklung ist dem Netzgleichrichter der Minuspol gegeben.

Betrachten wir jetzt zur Erläuterung die *Abb. 13*. Für den Zeitpunkt $\pi/2 = 90°$ einer Wechselspannungsperiode, also beim ersten positiven Maximum, habe das obere Ende der Anodenspannungswicklung den positiven Maximalwert $+ U$, d. h. die Anode A_1 liegt an einem positiven Potential und es fließt entsprechend der an A_1 liegenden positiven Spannung der Strom J_{g1} durch die Gleichrichterröhre. Im gleichen Moment liegt die Anode A_2 an dem Potential-U, d. h. über A_2 fließt kein Strom.

Hieraus geht hervor, daß von der Gleichrichterröhre immer nur dann Strom durchgelassen wird, wenn an den Anoden A_1 oder A_2 eine positive Spannung liegt.

Nach Gleichrichtung der vom Netztrafo gelieferten Wechselspannung erhalten wir bei Zweiweg-Gleichrichtung die in *Abb. 13* schraffiert eingezeichnete pulsierende Gleichspannungsform.

Da beide Wechselspannungshalbwellen ausgenutzt werden, steigt der Wert der mittleren Gleichspannung U gegenüber der Einweg-Gleichrichtung auf den doppelten Wert. Die Spannungsschwankung ΔU wird dadurch entsprechend kleiner. Man erhält somit eine maximale Welligkeit von

$$\omega = \frac{\Delta U}{U}$$

(vgl. *Abb. 13*)

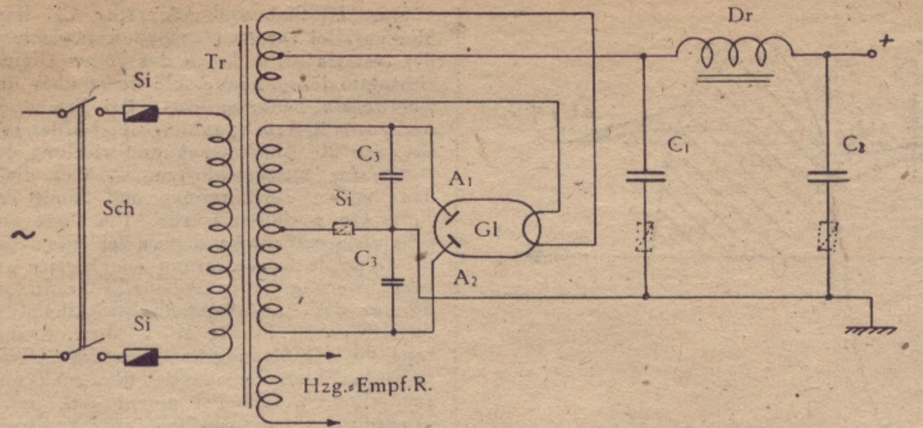


Abb. 10: Zweiweg-Gleichrichtung mit einer Gleichrichterröhre.

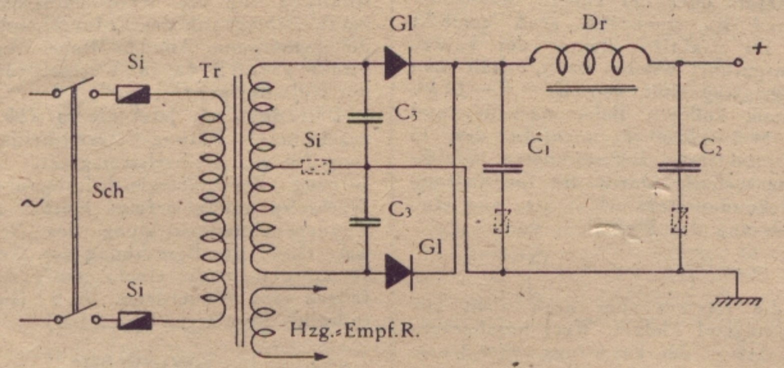


Abb. 11: Zweiweg-Gleichrichtung mit Trockengleichrichtern.

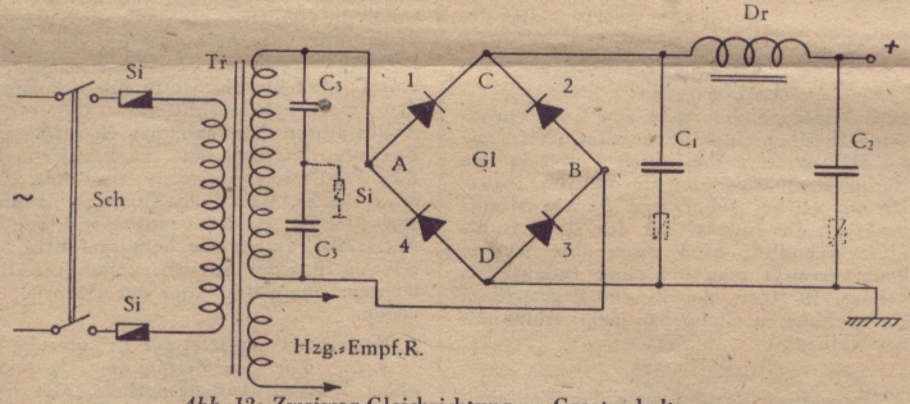


Abb. 12: Zweiweg-Gleichrichtung — Graetzschaltung.

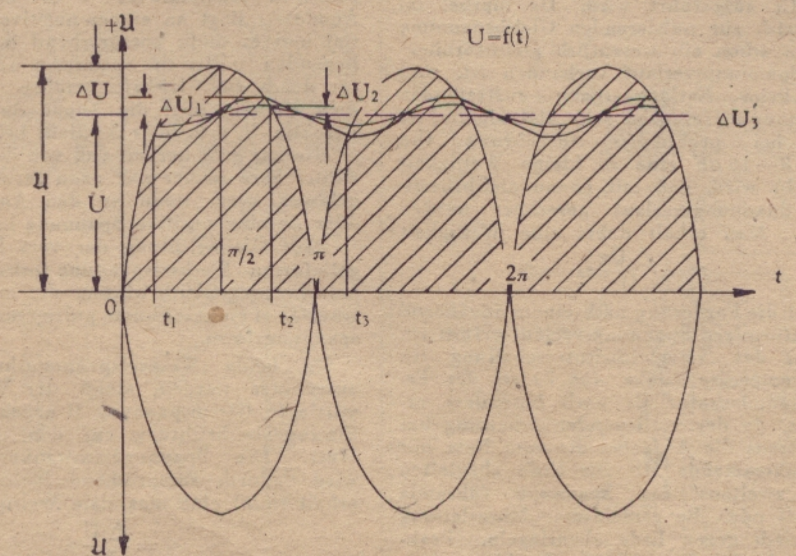


Abb. 13: Spannungsverlauf an Gleichrichter und Drosselkette bei Zweiweg-Gleichrichtung.

Bei der gleichen Dimensionierung der Drosselkette, wie sie unter Einweg-Gleichrichtung angenommen wurde, ergibt sich dann bei Einschaltung der einzelnen Glieder der Drosselkette wieder der in *Abb. 13* dargestellte Gleichspannungsverlauf.

Bei gleichartigem Netztrafo (wie in *Abb. 10* eingezeichnet), also mit vorhandener Mittelanzapfung der Anodenspannungswicklung läßt sich eine Zweiweg-Gleichrichtung mit Trockengleichrichtern nach *Abb. 11* durchführen. Sofern keine Mittelanzapfung der Anodenspannungswicklung vorhanden ist, erreicht man eine Zweiweg-Gleichrichtung bei Anwendung der sogenannten Graetzschaltung (siehe *Abb. 12*). Bei der Graetzschaltung sind vier Gleichrichter so zusammengeschaltet, daß bei positiver Spannung im Punkte A die Gleichrichter II und IV sperren, während bei negativer Spannung im Punkte A die Gleichrichter I und III sperren. In beiden Fällen erhält man im Punkte C den positiven Pol der Gleichspannung.

Schlußbetrachtung und Verbesserungsvorschläge

Zur Erreichung eines möglichst gleichförmigen, oberwellenfreien Gleichspannungsverlaufes ergibt sich aus dem bisher Gesagten folgendes:

1. Es ist nach Möglichkeit immer eine Zweiweg-Gleichrichtung anzuwenden, da hier bei beide Wechselspannungshalbwellen ausgenutzt werden;
2. die Kapazitäten C_1 und C_2 der Lade- und Siebkondensatoren sind zur Herabsetzung der Welligkeit möglichst groß auszuführen. Praktische Werte 4—16 μF;
3. zur Vermeidung von Anodenspannungsverlusten ist die Netzdrossel mit möglichst kleinem Verlustwiderstand auszuführen. Praktische Selbstinduktionswerte für Netzdrosseln 10—20 Henry;
4. wegen des Wegfalls der sonst bei Gleichrichterröhren erforderlichen Heizleistung und der praktisch unbegrenzten Lebensdauer sind nach Möglichkeit Trockengleichrichter zu verwenden;
5. zur Vermeidung von Netztransformatoren-Ausfällen sind die HF-Siebungskondensatoren immer über eine entsprechend kleine Sicherung mit dem Minuspol bzw. Erde zu verbinden (vgl. Schaltungsabbildung);
6. zur Vermeidung von Gleichrichter-Ausfällen ist ebenso wie bereits unter 5. angegeben, die Einschaltung einer entsprechend klein bemessenen Sicherung in die Minus- bzw. Erdzuleitungen der Lade- und Siebkondensatoren zu empfehlen;
7. um endlich der Durchschlagsgefahr des Erdungskondensators (vgl. *Abb. 10*) zu begegnen, ist auch hier die Einschaltung einer Sicherung in die Minus- bzw. Erdzuleitung zweckmäßig. Man ist in diesem Falle wie auch in Punkt 5 aber auch ausreichend geschützt, wenn man zwei Kondensatoren in Reihe schaltet.

Achtung!

In Zukunft erscheint *„Die Funktechnik"* unter dem Namen

»HFT«

Hamburger Funktechnik

Wihag EP 56/I Hbg. 11 328 46 C 12/6479/5000